

Índice

Introducción	2
1 Filtro con GIC	3
1.1 Introducción: el <i>general impedance converter</i>	3
1.2 Filtro a diseñar	4
1.2.1 Transferencia de V_{in} a V_{GIC}	4
1.2.2 Transferencia de V_{GIC} a V_{out}	4
1.3 Análisis de los componentes del circuito	5
1.3.1 Función de R_s	5
1.4 Diseño del filtro pasabanda	5
2 Introducción a diseño de filtros	6
2.1 Gyrator	6
2.1.1 Uso como simulador de un inductor. Limitaciones en frecuencia.	6
2.1.2 Criterios de diseño	7
2.1.3 Otras limitaciones	7
2.2 Diseño de funciones transferencias	7
2.2.1 High-Pass	8
2.2.2 Low-Pass	8
2.2.3 Band-Pass	8
2.2.4 Band-Reject	8
3 Amplificadores de instrumentación	9
4 Control de tonos y ecualizador de fase	10
5 Medición automática de respuesta en frecuencia	11
Anexo	12

Introducción

Ejercicio 1

Filtro con GIC

1.1 Introducción: el *general impedance converter*

explicar: cuando se quiere hacer un filtro de segundo orden sin usar bobinas, usamos GIC para simular sus efectos

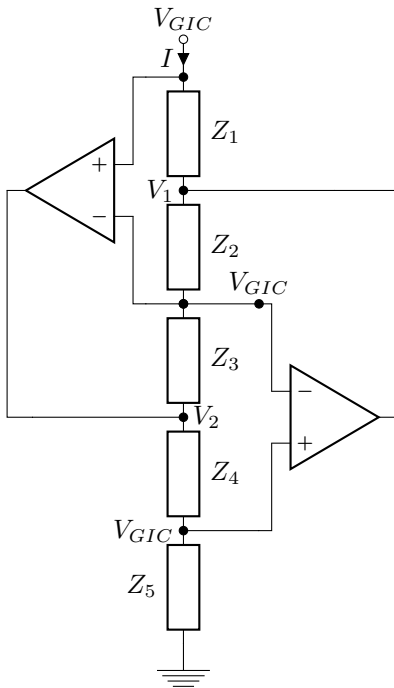


Figura 1.1: GIC genérico con *op amps* ideales

Como consideramos ideales a ambos operacionales, la tensión de entrada se encuentra replicada donde se encuentran los terminales inversores del circuito, y a su vez en la entrada no inversora del segundo operacional. Asimismo, como no hay corriente entre V^+ y V^- para ninguno de los operacionales, hay sólo tres corrientes, puesto que la corriente de Z_2 es la misma que la de Z_3 , y la de Z_4 que la de Z_5 . Quedan definidas entonces las ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{V_{GIC} - V_1}{Z_1} - I = 0 \\ \frac{V_{GIC} - V_1}{Z_2} + \frac{V_{GIC} - V_2}{Z_3} = 0 \\ \frac{V_{GIC} - V_2}{Z_4} + \frac{V_{GIC}}{Z_5} = 0 \end{cases}$$

Sustituyendo hacia atrás, podemos obtener la transferencia hasta la salida de cada operacional:

$$\begin{cases} \frac{V_1}{V_{GIC}} = -\frac{Z_2 \cdot Z_4}{Z_3 \cdot Z_5} \\ \frac{V_2}{V_{GIC}} = 1 + \frac{Z_4}{Z_5} \end{cases} \quad (1.1)$$

De aquí se puede despejar la impedancia de entrada del GIC, es decir $\frac{V_{GIC}}{I}$:

$$Z = \frac{Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5}{Z_2 \cdot Z_4} \quad (1.2)$$

De esta forma, combinando las impedancias convenientemente, se pueden obtener impedancias de toda índole (es decir, donde el número Z puede estar teóricamente en cualquier punto del plano complejo).

1.2 Filtro a diseñar

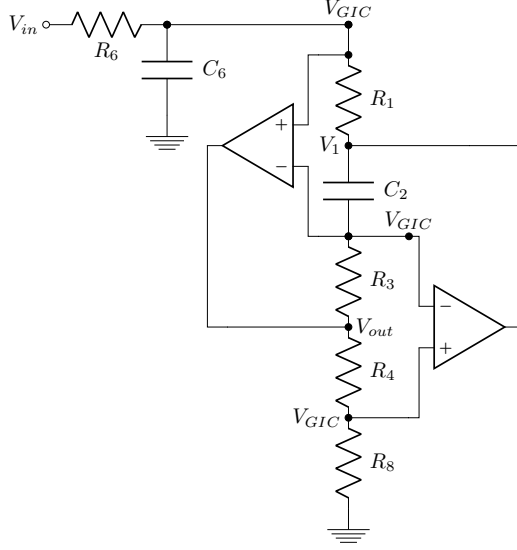


Figura 1.2: Esquema del circuito

El GIC que utilizaremos en este trabajo se obtiene con las siguientes sustituciones:

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = \frac{1}{s \cdot C_2} \\ Z_3 = R_3 \\ Z_4 = R_4 \\ Z_5 = R_8 \end{cases}$$

Por lo tanto, reemplazando en la ecuación (1.2) obtenemos la impedancia de este GIC:

$$Z(s) = s \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_8 \cdot C_2}{R_4} \quad (1.3)$$

Entonces, con esta sección del filtro estamos emulando una bobina ideal de inductancia:

$$L_{GIC} = \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_8 \cdot C_2}{R_4} \quad (1.4)$$

La salida, sin embargo, se mide dentro del GIC. Trataremos a este sistema como la combinación en cascada de dos sistemas: de V_{in} a V_{GIC} , y de V_{GIC} a V_{out} .

1.2.1 Transferencia de V_{in} a V_{GIC}

Teniendo en cuenta el resultado obtenido en la ecuación (1.3), podemos simplificar el circuito de la siguiente manera:

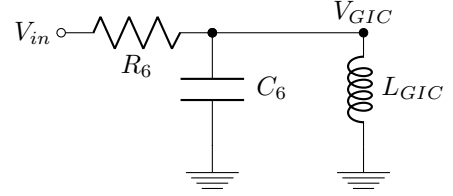


Figura 1.3: Reemplazo del GIC por su inductancia equivalente

La tensión de salida de esta sección, entonces, puede hallarse aplicando un divisor de tensión entre la impedancia de entrada desde V_{in} y del paralelo de la bobina y el capacitor. Se obtiene entonces que:

$$\frac{V_{GIC}}{V_{in}}(s) = \frac{s \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6}}{LC_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1} \quad (1.5)$$

1.2.2 Transferencia de V_{GIC} a V_{out}

Para obtener esta transferencia, basta observar que lo que ahora llamamos V_{out} es lo que en la introducción llamamos V_2 . Por lo tanto, reemplazando los valores genéricos de la ecuación (1.1) por los particulares de este circuito, obtenemos que:

$$\frac{V_{out}}{V_{GIC}}(s) = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad (1.6)$$

Por lo tanto, la función transferencia del circuito se obtiene haciendo el producto de las ecuaciones (1.5) y (1.6):

$$H(s) = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \cdot \left(\frac{s \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6}}{LC_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1}\right) \quad (1.7)$$

Esto corresponde a un **filtro pasabanda**, definido por los siguientes parametros:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{GIC}C_6}} \\ Q = R_6 \cdot \sqrt{\frac{C_6}{L_{GIC}}} \\ |H(i\omega_0)| = 1 + \frac{R_4}{R_5} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$\begin{cases} \frac{V_1}{V_{GIC}} = -\frac{R_4}{R_8} \cdot \frac{1}{s \cdot CR_3} \\ \frac{V_2}{V_{GIC}} = 1 + \frac{R_4}{R_5} \end{cases} \quad (1.9)$$

1.3 Análisis de los componentes del circuito

1.3.1 Función de R_8

Como ya se mencionó, la resistencia R_8 es el componente que reemplaza a la Z_5 del análisis genérico. Por lo tanto, se encuentra entre los operacionales que hacen funcionar al GIC y tierra. De la misma forma que en la sección ?? al considerar ideales a los *op amps*, la tensión V_{GIC} se veía replicada de la entrada a los terminales inversores de los operacionales, y de ahí al no inversor del segundo operacional, si R_8 fuese reemplazada por un cable, a la entrada del operacional veríamos simplemente la tensión de tierra, es decir que funcionaría como un cable. Esto también puede verse en la ecuación ??: se comportaría como una bobina de $0H$, es decir un cable ideal.

Al conectarlo el GIC a R_6 y C_6 en estas condiciones

Por otro lado, hacer este parámetro infinito es equivalente a cortar el cable entre la salida del segundo operacional y tierra: se pierde entonces la referencia a masa. Por lo tanto, la impedancia del GIC se hace infinita (como se ve en la ecuación ??, con lo cual se hace desp

1.4 Diseño del filtro pasabanda

Las especificaciones de diseño de este filtro son:

$$\begin{cases} \omega_0 = 13,000 \frac{rad}{s} & \Rightarrow f_0 = 2,079 Hz \\ Q = 4 \end{cases} \quad (1.10)$$

Asimismo, se establecen las siguientes relaciones entre los componentes:

$R = 2.2k \rightarrow C = 34.965nF = 39n$ serie $330n$ (0.25%) \rightarrow
 $R_6 = 4R = 8.8k = 12k // 33k$ (clavado) en mc: de 1.8 a 2.4k $\rightarrow -13$ a $+16\%$

Ejercicio 2

Introducción a diseño de filtros

2.1 Gyrator

2.1.1 Uso como simulador de un inductor. Limitaciones en frecuencia.

Obtención impedancia de entrada Z_{in}

Para el siguiente cálculo se desprecian las corrientes de bias y la tensión de offset.

Relación entre V^- y V^+ :

$$V^- = A_{vol} (V^+ - V^-) \quad (2.1)$$

$$V^- (1 + A_{vol}) = A_{vol} V^+ \quad (2.2)$$

$$V^- = V^+ \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}} \quad (2.3)$$

$$V^- = V^+ K \quad (2.4)$$

Con $K = \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}}$. Usando el modelo de A_{vol} del polo dominante se obtiene la expresión de K :

$$K = \frac{\frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1}}{\frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1} + 1} \quad (2.5)$$

$$= \frac{A_o}{(A_o + 1) + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.6)$$

$$= \frac{A_o}{A_o + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{(A_o + 1)\omega_p}} \quad (2.7)$$

Considerando que $A_o + 1 \approx A_o$:

$$= \frac{1}{1 + \frac{s}{BWP}} \quad (2.8)$$

Siendo $BWP = A_o \cdot \omega_p$

(2.9)

Por divisor resistivo:

$$V^+ = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} \quad (2.10)$$

De la ecuación 2.4:

$$V^- = V_{in} \cdot K \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} \quad (2.11)$$

$$i_A = \frac{1}{R_L} (V_{in} - V^-) \quad (2.12)$$

$$= V_{in} \frac{1}{R_L} \left(1 - K \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} \right) \quad (2.13)$$

$$= V_{in} \frac{sCR_1 + 1 - KsCR_1}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.14)$$

$$= V_{in} \frac{(1 - K)sCR_1 + 1}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.15)$$

$$i_B = V_{in} \frac{1}{\frac{1}{sC} + R_1} \quad (2.16)$$

$$= V_{in} \frac{sC}{1 + sCR_1} \quad (2.17)$$

$$i_{in} = i_A + i_B \quad (2.18)$$

$$= V_{in} \left(\frac{(1 - K)sCR_1 + 1}{R_L (sCR_1 + 1)} + \frac{sC}{1 + sCR_1} \right) \quad (2.19)$$

$$= V_{in} \frac{(1 - K)sCR_1 + 1 + sCR_L}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.20)$$

$$= V_{in} \frac{sC(R_1(1 - K) + R_L) + 1}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.21)$$

De este resultado se obtiene la impedancia de entrada:

$$Z_{in} = \frac{sCR_1 R_L + R_L}{sC(R_1(1 - K) + R_L) + 1} \quad (2.22)$$

es
2pi o

Se buscan las tensiones en las entradas del *op-amp* para luego hallar las corrientes i_A y i_B .

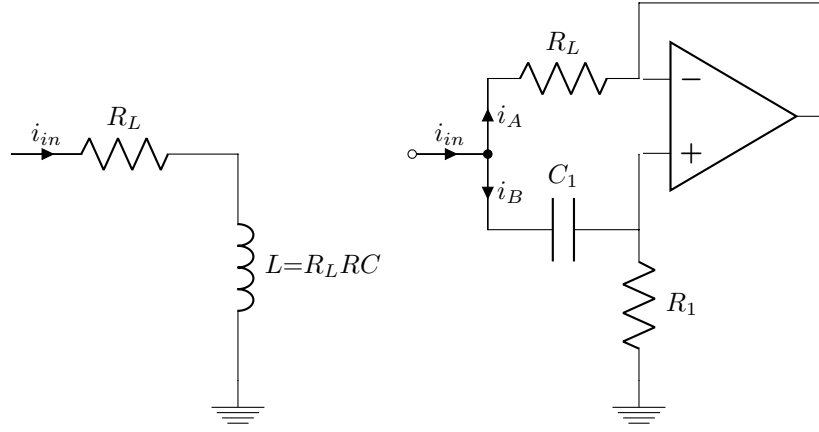


Figura 2.1: Uso de gyrator como inductor

$K \approx 1$ Elijo criterio: K tiene la forma de una transferencia de un filtro pasabajos de primer orden. Siendo f_0 la frecuencia de corte, se considera que $K \approx 1$ si $f < \frac{f_0}{10}$, es decir, una década antes de la frecuencia de corte. En este caso, $f_0 = BWP$ y la aproximación es válida para $f < \frac{BWP}{10}$

$sCR_L + 1 \approx 1$ Elijo criterio: $2\pi fCR_L < 0.05 \iff f < \frac{0.05}{2\pi CR_L}$

La restricción de BWP es independiente de la elección de componentes, o sea que es fija. busco con la elección de componentes que la otra restricción sea mas laxa que la primera para que funcione durante mas frecuencia.

Usando TL082 con $BWP = 8MHz$:

$$\frac{BWP}{10} \leq \frac{0.05}{2\pi CR_L}$$

$$\Rightarrow CR_L \leq \frac{1}{4\pi BWP} \approx 20ns$$

Si la frecuencia cumple con las dos condiciones anteriores, la impedancia de entrada se puede aproximar a la del modelo de un inductor con resistencia serie con valores $L = CR_L R_1$ y $R_{coil} = R_L$

$$Z_{in} = sCR_L R + R_L \quad (2.23)$$

$$|Z_{in}| = R_L \sqrt{4\pi^2 f^2 C^2 R^2 + 1} \quad (2.24)$$

$$\angle Z_{in} = \arctg(2\pi fCR) \quad (2.25)$$

Observar que R_1 no tiene restricciones sobre qué valores puede tomar para que el gyrator se comporte como un inductor, no afecta a la resistencia serie final, y si afecta a la L , o sea que es el valor clave para modificar

2.1.2 Criterios de diseño

1. Elijo $CR_L < \frac{1}{4\pi BWP}$

2. Elijo $R_L < \frac{R_{circuito}}{20}$. De ahí obtengo C

3. Elijo $R_{gyrator} = \frac{L}{CR_L}$

2.1.3 Otras limitaciones

Funcionamiento a altas y bajas frecuencias

Almacenamiento energético no puede almacenar energía de la misma manera que un inductor. La magnitud de la fem producida ante cambios de corriente ($V = \frac{di}{dt}$) tiene limitaciones propias de las características eléctricas del circuito (ej.: op-amp no puede largar 100.000kV a pesar de lo que diga spice)

Terminal a tierra una de las terminales del inductor simulado siempre debe estar a tierra

Propiedades magnéticas No crean campos magnéticos de la misma forma que los inductores, por lo que no se puede conseguir un efecto de mutua inducción.¹

dddd un transformador implementado con gyrators no tiene aislación eléctrica como si tiene un transformador real. Por ejemplo, no se podría implementar un transformador de aislación

2.2 Diseño de funciones transferencias

Tipo de filtro	$f_p[kHz]$	$f_a[kHz]$	$f_c[kHz]$
LP	4	14	—
HP	14	4	—
BP	—	—	8
BR	—	—	4

¹por eso no se puede hacer un transformador con desacople eléctrico como si se puede hacer con bobinas postas. Si se puede hacer un transformador poniendo dos en cascada pero es no tiene nada que ver y no hay desacople eléctrico. Desacople eléctrico es un término que existe o o invente?

no entiendo como se relaciona esto con el modelo de gyrator con cuadripolo que dice dani

traducción de aislamiento transformador esta bien

2.2.1 High-Pass

$R = 1.5k$
 $C = 0.022\mu F$
 $L = 0.016H$
Cut-off frequency
 $f_c = 8482.9869696821[Hz]$
Quality factor
 $Q = 0.56853524361496$
Damping ratio
 $\xi = 0.87945295496689$

2.2.2 Low-Pass

$R = 1.5k$
 $C = 0.022\mu F$
 $L = 0.016H$
Cut-off frequency
 $f_c = 8482.9869696821[Hz]$
Quality factor
 $Q = 0.56853524361496$
Damping ratio
 $\xi = 0.87945295496689$

2.2.3 Band-Pass

2.2.4 Band-Reject

Ejercicio 3

Amplificadores de instrumentación

Ejercicio 4

Control de tonos y ecualizador de fase

Ejercicio 5

Medición automática de respuesta en frecuencia

Anexo